

DOCKET NO.: 273180US90PCT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Shigeru TOMISATO, et al.

SERIAL NO.: NEW U.S. PCT APPLICATION

FILED: HEREWITH

INTERNATIONAL APPLICATION NO.: PCT/JP03/15399

INTERNATIONAL FILING DATE: December 2, 2003

FOR: ORTHOGONAL FREQUENCY MULTI-CARRIER TRANSMITTING APPARATUS AND METHOD

REQUEST FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. 119
AND THE INTERNATIONAL CONVENTION

Commissioner for Patents
Alexandria, Virginia 22313


Sir:

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicant claims as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NO</u>	<u>DAY/MONTH/YEAR</u>
Japan	2002-349917	02 December 2002

Certified copies of the corresponding Convention application(s) were submitted to the International Bureau in PCT Application No. PCT/JP03/15399.

Respectfully submitted,
OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.



Masayasu Mori
Attorney of Record
Registration No. 47,301
Surinder Sachar
Registration No. 34,423

Customer Number

22850

(703) 413-3000
Fax No. (703) 413-2220
(OSMMN 08/03)

02.12.03

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

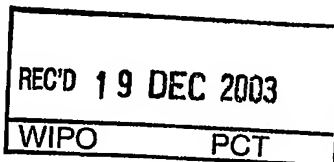
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2002年12月 2日

出 願 番 号
Application Number: 特願2002-349917
[ST. 10/C]: [JP2002-349917]

出 願 人
Applicant(s): 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

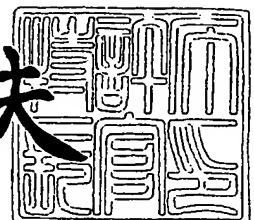


PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2003年10月28日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願
【整理番号】 DCMH140408
【提出日】 平成14年12月 2日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04J 11/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ ・ ティ ・ ドコモ内

【氏名】 富里 繁

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ ・ ティ ・ ドコモ内

【氏名】 須田 博人

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ ・ ティ ・ ドコモ内

【氏名】 山田 武史

【特許出願人】

【識別番号】 392026693

【氏名又は名称】 株式会社エヌ ・ ティ ・ ティ ・ ドコモ

【代理人】

【識別番号】 100066153

【弁理士】

【氏名又は名称】 草野 卓

【選任した代理人】

【識別番号】 100100642

【弁理士】

【氏名又は名称】 稲垣 稔

【選任した代理人】

【識別番号】 100114133

【弁理士】

【氏名又は名称】 横田 芳信

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002897

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0205124

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直交周波数マルチキャリア送信装置及び送信方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 送信する複数のシンボルを周波数軸上にシンボルレートと等しい周波数間隔の複数のサブキャリア信号成分として配列し、それらを時間領域信号に変換し、アップコンバートし、電力増幅して送信する直交周波数マルチキャリア送信装置において、

上記複数のサブキャリア信号成分を複数の時間領域信号成分に変換する逆フーリエ変換部と、

上記複数の時間領域信号成分のそれぞれと所定の許容ピークレベルを比較し、上記許容ピークレベルを超えるピーク成分を検出するピーク成分検出部と、

上記ピーク成分を上記サブキャリア信号成分と対応する周波数領域成分に変換するフーリエ変換部と、

上記周波数領域成分を、上記逆フーリエ変換部へ入力する上記複数のサブキャリア信号成分から減算し、それによって送信出力のピーク成分を抑制する減算手段、

とを含むことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信装置。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の直交周波数マルチキャリア送信装置において、上記ピーク成分検出部は、上記減算手段から出力された各時間領域信号成分のレベルが上記許容ピークレベル以下の場合は上記ピーク成分を 0 と設定し、上記時間領域信号成分のレベルが上記許容ピークレベルより大の場合は、上記時間領域信号成分と上記許容ピークレベルの差を上記ピーク成分とすることを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信装置。

【請求項 3】 請求項 1 に記載の直交周波数マルチキャリア送信装置において、電力増幅された送信信号のレベルに応じて上記許容ピークレベルを決定する許容ピークレベル設定部が設けられていることを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信装置。

【請求項 4】 請求項 1 に記載の直交周波数マルチキャリア送信装置において、上記複数のシンボルのそれぞれを拡散率SF個ずつコピーする複数のコピー部と

、SFは1以上の整数であり、

拡散符号を生成する拡散符号生成部と、

上記複数のコピー部の出力を上記拡散符号で拡散し、拡散結果を上記複数のサブキャリア信号成分として出力する乗算手段、

とを更に含むことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信装置。

【請求項5】請求項1に記載の直交周波数マルチキャリア送信装置において、

それぞれシンボルが入力される複数系統の各系統において複数のシンボルのそれぞれを拡散率SFずつコピーする複数のコピー部と、SFは1以上の整数であり、

各系統の拡散符号を生成する拡散符号生成部と、

各系統の上記複数のコピー部の出力を上記拡散符号で拡散する乗算手段と、

上記複数系統のそれぞれの乗算手段の出力の対応する成分を合成して上記複数のサブキャリア信号成分として出力する合成部、

とを更に含むことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信装置。

【請求項6】請求項5に記載の直交周波数マルチキャリア送信装置において、

各系統の上記拡散符号生成部はショートコードを上記拡散符号として生成し、上記送信装置は更に、

ロングコードを生成するロングコード生成部と、

上記ロングコードを上記合成部の出力に乗算して乗算結果を上記複数のサブキャリア信号成分として出力する第2の乗算手段とを含むことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信装置。

【請求項7】請求項1乃至6のいずれかに記載の直交周波数マルチキャリア送信装置において、それぞれのサブキャリア成分の可能な各組み合わせに対し、予めピーク成分が上記許容ピークレベル以下となるまで上記逆フーリエ変換部と上記ピーク成分検出部と上記フーリエ変換部と上記減算手段によるピーク抑圧処理を実行したときに得られる時間領域信号成分を格納したメモリにより上記逆フーリエ変換部と上記ピーク成分検出部と上記フーリエ変換部と上記減算手段の組が構成されていることを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信装置。

【請求項8】送信する複数のシンボルを周波数軸上にシンボルレートと等しい周波数間隔の複数のサブキャリア信号成分として配列し、それらを時間領域信号

に変換し、アップコンバートし、電力増幅して送信する直交周波数マルチキャリア送信方法において、

(a) 上記複数のサブキャリア信号成分を複数の時間領域信号成分に逆フーリエ変換するステップと、

(b) 上記複数の時間領域信号成分のそれぞれと所定の許容ピークレベルを比較し、上記許容ピークレベルを超えるピーク成分を検出するステップと、

(c) 上記ピーク成分を上記サブキャリア信号成分と対応する周波数領域成分にフーリエ変換するステップと、

(d) 上記周波数領域成分を、上記複数のサブキャリア信号成分から減算し、それによって送信出力のピーク成分を抑制するステップ、

とを含むことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信方法。

【請求項 9】 請求項 8 に記載の直交周波数マルチキャリア送信方法において、上記ステップ (b)、上記時間領域信号成分のレベルが上記許容ピークレベル以下の場合は上記ピーク成分を 0 と設定し、上記時間領域信号成分のレベルが上記許容ピークレベルより大の場合は、上記時間領域信号成分と上記許容ピークレベルの差を上記ピーク成分とすることを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信方法。

【請求項 10】 請求項 8 に記載の直交周波数マルチキャリア送信方法において、上記ステップ (b) は、電力増幅された送信信号のレベルに応じて上記許容ピークレベルを決めるステップを含むことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信方法。

【請求項 11】 請求項 8 に記載の直交周波数マルチキャリア送信方法において、

上記複数のシンボルのそれぞれを拡散率 SF 個ずつコピーするステップと、SF は 1 以上の整数であり、

上記コピー結果を拡散符号で拡散し、拡散結果を上記複数のサブキャリア信号成分として出力するステップ、

とを更に含むことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信方法。

【請求項 12】 請求項 8 に記載の直交周波数マルチキャリア送信方法において

それぞれシンボルが入力される複数系統の各系統において複数のシンボルのそれぞれを拡散率SFずつコピーするステップと、SFは1以上の整数であり、
各系統の上記複数のコピー結果を異なる拡散符号で拡散するステップと、
上記複数系統のそれぞれの拡散出力の対応する成分を合成して上記複数のサブキャリア信号成分として出力するステップ、
とを更に含むことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信方法。

【請求項13】請求項12に記載の直交周波数マルチキャリア送信方法において、

ロングコードにより上記合成出力を拡散し、拡散結果を上記複数のサブキャリア信号成分として出力するステップ、
とを更に含むことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信方法。

【請求項14】請求項8乃至13のいずれかに記載の直交周波数マルチキャリア送信方法において、上記ステップ(b)において全ての上記複数の時間領域信号成分のレベルが上記許容ピークレベルより以下となるまで上記ステップ(a), (b)及び(c)を繰り返し実行することを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信方法。

【請求項15】請求項8乃至14のいずれかに記載の直交周波数マルチキャリア送信方法において、それぞれのサブキャリア成分の可能な各組み合わせに対し、予めピーク成分が上記許容ピークレベル以下となるまで上記ステップ(a), (b), (c)及び(d)によるピーク抑圧処理を実行したときに得られる時間領域信号成分を格納したメモリから上記サブキャリア信号成分に対応した時間領域信号成分を読み出すことを特徴とする直交周波数マルチキャリア送信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、移動通信システムにおける例えば直交周波数分割多重（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）や直交周波数符号分割多重（OFCDM：Orthogonal Frequency Code Division Multiplexing）のような直

交周波数マルチキャリアを用いた送信装置及びその送信方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

地上波伝搬路による通信においては、周波数帯域利用効率を高めるとともにマルチパスの影響を少なくすることが望まれる。その実現方法の1つとしてマルチキャリアを用いたOFDM変調方式が使用されている。図9に従来のOFDMを用いた送信装置の例を示す。OFDM信号送信装置は一般に、直並列変換部12と、逆フーリエ変換部（図9においてIFFTの場合を示す）13と、並直列変換部14と、ガードインタバル挿入回路15と、主キャリア発生器16と、アップコンバータ17と、高周波電力増幅器18とを含むように構成されている。

入力端子6に入力されたシンボルレート $1/T$ （ T はシンボル周期）のシンボル系列 x_0, x_1, \dots は直並列変換部12で N シンボルごとに直並列変換され、 N 個ごとの並列シンボル $x_0(i), x_1(i), \dots, x_{N-1}(i)$ を得る。整数 i は i 回目の直並列変換を表すパラメータである。これら並列シンボルを図10にスペクトルで示すように周波数間隔 $1/T$ の N 個のサブキャリア信号成分として扱い、逆フーリエ変換部13で逆フーリエ変換（例えばIFFT）して N 個の時間領域信号に変換することにより N 個の変調されたサブキャリアを周波数成分とするベースバンド信号 $s_{t0}(i), s_{t1}(i), \dots, s_{tN-1}(i)$ が得られる。

【0003】

この並列信号を並直列変換部14により直列信号列（時系列信号）に変換し、例えばパケットごとにガードインタバルGIをガードインタバル挿入部15で挿入し、その出力をキャリア発生器16からの周波数 f_c の主キャリア信号とアップコンバータ17において混合してアップコンバートし、更に高周波電力増幅器18で増幅して端子19に出力する。

このようにOFDM信号ではサブキャリアの周波数間隔を $1/T$ （ T はシンボル周期）とすることにより、サブキャリア信号が互いに直交するため、受信側でFFTにより容易に分離できる。

【0004】

OFDM信号は基本的にマルチキャリア信号であるため、各サブキャリアの信

号位相に応じて大きなピーク電力が発生する可能性がある。例えば、N個の全てのサブキャリア信号が同相で加算された場合には、平均電力のN倍のピーク電力が発生する。このピーク電力が高周波電力増幅器18の線形動作入力範囲を超えると歪が生じるので、予想されるピーク電力が増幅器の最大電力以下となるように増幅器の最大電力に対し動作平均電力を低く設定する（バックオフを大きくする）と、増幅器の電力増幅効率が低下する問題がある。そこで、マルチキャリア信号のピーク電力を低減するすることが望まれる。

OFDM信号ではないが、このようなマルチキャリア信号のピーク電力を低減する技術が例えば特許文献1に示されている。この特許文献1においては、マルチキャリア信号の出力から、システムとして許容できる送信ピークレベルである許容ピークレベルを超えるピーク成分を検出し、このピーク成分を各送信サブキャリア周波数成分に変換し、この変換後の信号を各サブキャリアの変調信号から差し引くことによりピーク低減を実現している。

【0005】

【特許文献1】

特許第3235769号

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、この特許文献1に記載の技術では、送信マルチキャリア信号の形態としてOFDM信号やOFCDM信号は仮定しておらず、これらにどのように適用するか示されていない。また、OFDM信号の帯域内に他のユーザが使用しているなどにより使用できないサブキャリアがある場合、特許文献1の技術では十分なピーク電力低減効果が期待できない。

従って、この発明の目的は、OFDM信号やOFCDM信号などのマルチキャリア送信信号のピーク電力を低減可能な直交周波数マルチキャリア送信装置及びそれを使用した送信方法を提供することである。

【0007】

【問題を解決するための手段】

この発明によれば、送信する複数のシンボルを周波数軸上にシンボルレートと

等しい周波数間隔の複数のサブキャリア信号成分として配列し、それらを時間領域信号に変換し、アップコンバートし、電力増幅して送信する直交周波数マルチキャリア送信装置及び送信方法において、上記複数のサブキャリア信号成分を複数の時間領域信号成分に逆フーリエ変換し、上記複数の時間領域信号成分のそれぞれと所定の許容ピークレベルを比較し、上記許容ピークレベルを超えるピーク成分を検出し、上記ピーク成分を上記サブキャリア信号成分と対応する周波数領域成分にフーリエ変換し、上記周波数領域成分を、上記複数のサブキャリア信号成分から減算し、それによって送信出力のピーク成分を抑制することを特徴としている。これにより、直交周波数マルチキャリア送信による高い周波数利用効率を実現するとともに、ピーク電力の低減が可能となるので、高周波電力増幅器における電力効率を高めることができる。

この発明によれば、更に、上記時間領域信号成分のレベルが上記許容ピークレベル以下の場合は上記ピーク成分を0と設定し、上記時間領域信号成分のレベルが上記許容ピークレベルより大の場合は、上記時間領域信号成分と上記許容ピークレベルの差を上記ピーク成分とすることにより時間領域のピーク成分を検出している。

【0008】

この発明によれば、更に、電力増幅された送信信号のレベルに応じて上記許容ピークレベルを決めることにより、より電力効率を高めることができる。

この発明によれば更に、上記複数のシンボルのそれぞれを拡散率SF個ずつコピーし、上記コピー結果を拡散符号で拡散し、拡散結果を上記複数のサブキャリア信号成分として出力することにより、他の送信装置が同じサブキャリアのセットを使用可能にしている。

この発明によれば、更に、それぞれシンボルが入力される複数系統の各系統において複数のシンボルのそれぞれを拡散率SFずつコピーし、各系統の上記複数のコピー結果を異なる拡散符号で拡散し、上記複数系統のそれぞれの拡散出力の対応する成分を合成して上記複数のサブキャリア信号成分として出力することにより、同一送信装置上で異なる複数のユーザが同じサブキャリアセットを使用可能となり、更に周波数の利用効率を高めることができる。

この発明によれば、更に、ロングコードにより上記合成出力を拡散し、拡散結果を上記複数のサブキャリア信号成分として出力することにより複数の基地局における送信装置が同じサブキャリアセットを使用可能とするので、周波数利用効率を高めることができる。

【0009】

この発明によれば、全ての上記複数の時間領域信号成分のレベルが上記許容ピークレベルより以下となるまでピーク低減処理を繰り返し実行することにより、受信特性を損なわずにピーク電力を規定値以下に抑圧することを実現可能とする。

この発明によれば、それぞれのサブキャリア成分の可能な各組み合わせに対し、予めピーク成分が上記許容ピークレベル以下となるまで上記逆フーリエ変換と上記ピーク成分検出と上記フーリエ変換と上記減算とによるピーク抑圧処理を実行したときに得られる時間領域信号成分を格納したメモリから上記サブキャリア信号成分に対応した時間領域信号成分を読み出すことにより、構成を簡単にし、かつ処理速度を高めることができる。

【0010】

【発明の実施の形態】

図1はこの発明による移動通信システムの送信装置の第1実施例を示す。図9に示した従来の構成と比較し、許容ピークレベル C_{th} を設定する許容ピークレベル設定部21と、逆フーリエ変換部13の出力から許容ピークレベル C_{th} を超えるピーク成分を検出するピーク成分検出部22と、ピーク成分をフーリエ変換（ここではFFTの場合を示す）するフーリエ変換部23と、及びフーリエ変換部23の出力を逆フーリエ変換部13への入力信号から減算する減算器240から24N-1を更に備えている点が異なる。

まず、ピーク成分検出部22では、許容ピークレベル設定部21から許容ピークレベル C_{th} が与えられ、逆フーリエ変換部13の出力の各時間領域信号成分のレベルから許容ピークレベルの値 C_{th} を減算し、ピーク成分を生成する。ただし、時間領域信号成分のレベルが許容ピークレベル以下の場合には、ピーク成分を0に設定する。

【0011】

次に、このピーク成分を減算器 240～24N-1 で逆フーリエ変換部 13 への入力信号から減算する。減算後の信号は再び逆フーリエ変換部 13 で逆フーリエ変換され、その出力について再度ピーク成分がピーク成分検出部 22 で検出される。

上記のピーク成分検出と、その結果生成したピーク成分を逆フーリエ変換部 13 の入力から減算する処理を、全ての逆フーリエ変換出力レベル（時間領域信号成分レベル）が許容ピークレベル C_{th} 以下となるまで繰り返す。全てのピーク成分のレベルが許容ピークレベル C_{th} 以下となった時点でピーク低減処理を停止し、このときの逆フーリエ変換部 13 の出力を、以下、図 9 の場合と同様に並直列変換部 14 で 1 つの時系列に変換して OFDM 信号として出力する。通常は、この変換出力に図 9 で説明したと同様にガードインタバル挿入部 15 でガードインタバル GI を挿入して OFDM 信号を生成する。OFDM 信号はアップコンバータ 17 で無線周波信号に変換され、高周波電力増幅器 18 で増幅されて出力される。

【0012】

図 2 はピーク成分検出部 22 の構成例を示す。ピーク成分検出部 22 は N 個のピーク成分生成器 220～22N-1 により構成されている。図 1 における直並列変換部 12 による i 回目の変換出力に対する逆フーリエ変換部 13 の入力信号 $S_f(i)$ と出力信号 $S_t(i)$ を

$$S_f(i) = (s_{f0}(i), s_{f1}(i), \dots, s_{fN-1}(i)) \quad (1)$$

$$S_t(i) = (s_{t0}(i), s_{t1}(i), \dots, s_{tN-1}(i)) \quad (2)$$

で表すと、逆フーリエ変換部 13 の出力信号の各要素 $s_{tk}(i)$ は入力信号 $S_f(i)$ の各要素 $s_{fn}(i)$ を用いて次式で表すことができる。

【数 1】

$$s_{tk}(i) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s_{fn}(i) e^{j2\pi kn/N} \quad (3)$$

ピーク成分検出部 22 が生成するピーク成分 $U_t(i)$ を

$$U_t(i) = (u_{t0}(i), u_{t1}(i), \dots, u_{tN-1}(i)) \quad (4)$$

と表すと、各ピーク成分生成器 22_nは、許容ピークレベル設定部 21 から設定された許容ピークレベル C_{th} を使って以下のように定義されるピーク成分 $u_{tk}(i)$ を $k=0, 1, \dots, N-1$ について生成する。

【数 2】

$$u_{tk}(i) = \begin{cases} 0, & |s_{tk}(i)| \leq C_{th} \\ s_{tk}(i) - s_{tk}(i) \frac{C_{th}}{|s_{tk}(i)|}, & |s_{tk}(i)| > C_{th} \end{cases} \quad (5)$$

ピーク成分 $U_t(i)$ をフーリエ変換部 23 でフーリエ変換して得た周波数領域信号 $U_f(i) = (u_{f0}(i), u_{f1}(i), \dots, u_{fN-1}(i))$ の各成分 $u_{fn}(i)$ は次式

【数 3】

$$u_{fn}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} u_{tk}(i) e^{-j2\pi kn/N} \quad (6)$$

で表される。従って、減算器 240 ~ 24_{N-1} で生成されるピーク低減後の逆フーリエ変換部 13 の入力信号 $S'_f(i)$ の各要素 $s'_{fn}(i)$ は

$$s'_{fn}(i) = s_{fn}(i) - u_{fn}(i) \quad (7)$$

で表される。前述のように、逆フーリエ変換部 13 へのこの更新された入力信号 $S'_f(i)$ に対し、式(5)で規定するピーク成分 $U_t(i)$ が全て 0 になるまで式(3), (5), (6) 及び(7)を繰り返し実行する。

【0013】

OFDM方式においては、例えば帯域内に他のユーザが使用する信号が混在する場合、その周波数に相当する直並列変換部 12 の出力端には信号出力を行わず、逆フーリエ変換部 13 への対応入力を 0 にすることにより干渉を回避することができる。この場合、すべてのサブキャリア成分は使用できないので、ピーク低減処理を 1 度行っただけでは許容ピークレベルを超えるピーク成分が残留する場合がある。しかしながら、この発明のようにピーク低減処理を繰り返すことにより、許容ピークレベル以下にピーク電力を低減することが可能となる。

【0014】

図 4 は図 1 の実施例においてピーク低減処理を行う送信方法の処理手順を示す。

ステップ S 1 : シンボル周期 T の送信すべき入力シンボル系列を直並列変換して周波数間隔が $1/T$ の N 個のサブキャリア信号成分 $s_{f0}(i)$, $s_{f1}(i)$, \dots , $s_{fN-1}(i)$ とする。

ステップ S 2 : サブキャリア信号成分を逆フーリエ変換して時間領域信号成分 $s_{t0}(i)$, $s_{t1}(i)$, \dots , $s_{tN-1}(i)$ を得る。

ステップ S 3 : 全ての時間領域信号成分のレベル $|s_{tk}(i)|$, $k=0, 1, \dots, N-1$ が許容ピークレベル C_{th} 以下か判定する。

ステップ S 4 : 1 つでも C_{th} より大の $|s_{tk}(i)|$ が有ればピーク成分 $u_{tk}(i)$ を前述の式 (5) に従って求める。

ステップ S 5 : 得られたピーク成分 $u_{t0}(i)$, $u_{t1}(i)$, \dots , $u_{tN-1}(i)$ をフーリエ変換し、ピーク成分の周波数領域成分 $u_{f0}(i)$, $u_{f1}(i)$, \dots , $u_{fN-1}(i)$ を得る。

ステップ S 6 : サブキャリア信号成分 $s_{f0}(i)$, $s_{f1}(i)$, \dots , $s_{fN-1}(i)$ からピーク成分の周波数領域成分 $u_{f0}(i)$, $u_{f1}(i)$, \dots , $u_{fN-1}(i)$ を減算し、減算結果を更新されたサブキャリア信号成分 $s_{f0}(i)$, $s_{f1}(i)$, \dots , $s_{fN-1}(i)$ としてステップ S 2 に戻る。

ステップ S 7 : ステップ S 3 で全ての $|s_{tk}(i)|$ が C_{th} 以下と判定されると、そのときの時間領域信号成分 $s_{t0}(i)$, $s_{t1}(i)$, \dots , $s_{tN-1}(i)$ を並直列変換して時系列信号とする。

ステップ S 8 : 時系列信号を周波数 f_c のキャリアでアップコンバートして高周波信号を生成する。

ステップ S 9 : 高周波信号を電力増幅して送信する。

【0015】

このように、この発明の重要で特徴的なことは、逆フーリエ変換により得られた時間領域信号の許容ピークレベルを超えるピーク成分を検出し、それをフーリエ変換して周波数領域の成分に変換し、対応する周波数のサブキャリア信号成分から減算するループを 1 回以上必要なだけ繰り返すことである。

上述の実施例では OFDM を使った送信装置にこの発明を適用した場合を示したが、次にこの発明を OFCDM に適用した場合の実施例を図 5 に示す。この実施例は、図 1 の実施例において、更に直並列変換部 12 の $J=N/SF$ 個の並列出力に

コピー部 25₁ ~ 25_J を接続し、各コピー部 25_j ($1 \leq j \leq J$) の SF 個のコピー出力に拡散符号生成部 26 からの拡散符号を乗算器 27₀ ~ 27_{N-1} で乗算して加算器 24₀ ~ 24_{N-1} に与えるように構成したものであり、その他の構成は図 1 の場合とほぼ同様である。ただし、この実施例ではパイロット生成部 9 と多重部 11 が設けられ、多重部 11 において送信シンボル系列にパイロットシンボルを挿入して直並列変換部 12 に与えている。SF は拡散率と呼ばれ、1 以上の整数である。

【0016】

OFCDM 方式においてはコピー部 25₁ ~ 25_J の出力に対し、ユーザ固有のショートコードと、送信装置が使用される基地局が属するセルに固有なロングコードにより拡散される。図 4 の実施例では拡散符号生成部 26 においてショートコードとロングコードの乗算結果を拡散符号として生成し、N チップごとに N 個の乗算器 27₀ ~ 27_{N-1} に 1 チップずつ与えてコピー部 25₁ ~ 25_J の N 個の出力と乗算し、乗算結果は加算器 24₀ ~ 24_{N-1} の対応するものに与えられる。以降のピーク低減処理は図 1 の実施例と同様であり、また破線で示すように、図 2 の実施例と同様に高周波電力増幅器 18 の平均電力に応じて許容ピークレベル設定部 21 における許容ピークレベル C_{th} の設定値を変更してもよい。

【0017】

図 5 の実施例においても、コピー部 25₁ ~ 25_J の全出力数は $N = J \cdot SF$ であり、直並列変換部 12 への入力シンボル周期 T に対しこれらのコピー部の N 個の出力は周波数間隔 $1/T$ のサブキャリア信号成分として扱われる。この実施例においては拡散率 SF を 1 以上 N 以下の整数とすると、直並列変換部 12 において入力シンボル列を $J = N/SF$ 個の並列シンボルに変換し、それら J 個の各出力をコピー部 25_j で SF 個コピーして SF 個のサブキャリア信号成分として送信することになる。従って、SF が 2 以上であれば受信側においてダイバーシティ効果が得られる利点があるが、それだけ信号の送信速度は低下する。

図 5 の実施例の送信装置による送信処理手順は図 4 に示した処理手順においてステップ S1 の直並列変換の後に、各シンボルを SF 個にコピーする処理と、それにより生成された全 N 個のシンボルを拡散符号で拡散する処理を追加すればよい

。拡散されたN個のシンボルをN個のサブキャリア信号成分 $sf_0(i)$, $sf_1(i)$, ..., $sf_{N-1}(i)$ として使用し、以下、図4のステップS2以降を実行する。

【0018】

図6の実施例は、図5の実施例においてデータ入力端子6から直並列変換部12までの系統を複数設け、それら複数系統の出力を異なる拡散符号で拡散することにより同じサブキャリアセットを複数使用可能とするFOCDMを使用した通信装置の実施例を示す。

図6に示すように、この実施例では図5におけるパイロット生成部9、多重部11、直並列変換部12、コピー部25₁~25_J、乗算器27₀~27_{N-1}を含む同様の構成のM個のサブキャリア生成部10₁~10_Mが設けられている。Mは2以上の整数である。各サブキャリア生成部10_m ($1 \leq m \leq M$) は、この例ではショートコード生成部26Aを有し、それぞれのサブキャリア生成部10₁~10_Mのショートコード生成部26Aはコード長が同じ互いに異なるショートコードSC₁~SC_Mを生成する。各ショートコード生成部26AはショートコードSC_mを乗算器27₀~27_{N-1}に1チップずつ与える。

M個のサブキャリア生成部10₁~10_Mの乗算器27₀~27_{N-1}の出力は合成部28に与えられ、対応するサブキャリア信号成分がそれぞれ合成され、N個の合成サブキャリア信号成分を出力し、乗算器29₀~29_{N-1}に与えられる。ロングコード生成部26BはロングコードLCを生成し、Nチップごとに1チップずつ乗算器29₀~29_{N-1}に与えて合成部28からのN個の出力と乗算され、その乗算結果はN個の減算器24₀~24_{N-1}に与えられる。以降のピーク低減処理は図1の実施例の場合と同様であり、また、破線で示すように、許容ピークレベルは図2の実施例と同様に電力増幅器18の平均電力に応じて変化させてもよい。

更に、図6の実施例において、ショートコード生成部26Aの代わりにショートコードとロングコードを乗算して出力する拡散符号生成部26を使用し、ロングコード生成部26Bと乗算器29₀~29_{N-1}を省略してもよい。

【0019】

図6の実施例に拠れば、同じセットのN個のサブキャリアを複数のユーザが使用できるので、周波数利用効率が高い利点がある。また、上記実施例において

、拡散率SFの値を、マルチパスによる遅延スプレッドの大きさに応じて変更してもよく、従って、この発明のピーク低減手法を第4世代伝送方式と呼ばれているVSF-OFCDM（可変拡散・直交周波数符号分割多重）方式に適用できることを示している。

図6の実施例による送信処理手順の場合、図4の処理手順のステップS1において複数系統の入力シンボルを系統ごとに直並列変換し、コピー処理を行い、得られたN個のシンボルを拡散符号により拡散してから複数系統の拡散されたシンボルの対応するものを合成してN個の合成拡散シンボルをN個のサブキャリア信号成分 $sf_0(i)$, $sf_1(i)$, ..., $sf_{N-1}(i)$ として得る。以降の処理は図4のステップS2以降を実行すればよい。

上述した図1、2、5及び6の各実施例において、各シンボルの取り得る値は予め決められているので、その取り得る値の数をKとすれば、直並列変換部12のN個の並列出力の組み合わせは KN 通りある。これらの組み合わせは予め決まっているので、それらの各組に対し予め逆フーリエ変換を計算してメモリに格納しておき、逆フーリエ変換部13のN個の入力信号に対応する逆フーリエ変換結果をメモリから読み出して使用してもよい。その場合、逆フーリエ変換部13自体がメモリで構成されることになる。フーリエ変換部23についても同様にメモリで構成してもよい。

【0020】

更に、逆フーリエ変換出力の取り得る値の組み合わせも決まっているので、許容ピークレベル C_{th} が予め決められていれば、式(5)によるピーク成分を予め計算することが可能であり、従って、直並列変換部12のN個の出力の組（または逆フーリエ変換部13のN個の入力の組）が与えられれば、検出ピークが許容ピークレベル C_{th} 以下となるまでピーク低減処理を繰り返し実行した場合の逆フーリエ変換部13の最終出力を予め求めることができる。

そこで、直並列変換部12の出力（または逆フーリエ変換部13の入力）の各組に対応して、ピーク低減処理を行った場合の逆フーリエ変換部13の出力を予めメモリに格納しておき、送信装置の動作状態において直並列変換部12の出力（図5及び6の場合は乗算器240～24 $N-1$ の出力）に対応するピーク低減処理

後の逆フーリエ変換結果をメモリから読み出して並直列変換部 14 に与えてもよい。その場合、図 1、2、5 及び 6 における逆フーリエ変換部 13、ピーク成分検出部 22、フーリエ変換部 23 及び減算器 240~24N-1 の全体が 1 つのメモリで構成されることになる。

【0021】

【発明の効果】

図 7 A のグラフは図 1 の実施例においてサブキャリア数 N を 128 とし、各サブキャリアにより 10^7 シンボルを送信した場合に電力/平均電力比に対する累積度数分布を示している。曲線 A-1 はピーク抑圧を行わない場合であり、曲線 A-2 は許容ピークレベル C_{th} を平均電力の 3dB に設定してピーク抑圧を行った場合を示している。このグラフから、この発明によるピーク抑圧により、電力/平均電力比が 3dB を超えるシンボルは 0 % となっている。

【0022】

図 7 B は許容ピークレベル C_{th} が 3 dB と 6 dB の場合の受信信号の E_b/N_0 (ビット当たりエネルギー/雑音レベル) 対 BER (ビット誤り率) 特性を曲線 B-3 と B-2 で示し、ピーク抑圧を行わない場合の BER 特性を曲線 B-1 で示している。この図から、この発明のピーク電力低減処理による受信特性の劣化量は小さく、許容ピークレベル C_{th} が 3 dB の場合でも、 $BER=10^{-3}$ で 1 dB 程度の劣化であることがわかる。

図 8 にこの発明による図 1 の実施例の効果を表すグラフを示す。ここでは 128 個のサブキャリア中、第 7, 8, 9, 51, 52, 53 番目の 6 個が使用できない場合の例を示している。平均電力に対する許容ピークレベル C_{th} は 3 dB としている。ピーク低減処理が 1 回では、曲線 7-2 に示すように許容ピークレベル以下にならないが、ピーク低減処理を 2 回、3 回と繰り返すことにより、曲線 7-3, 7-4 で示すようにほぼ許容ピークレベル以下になることがわかる。曲線 7-1 はピーク低減処理を行わない場合である。

【0023】

以上説明したように、OFDM 信号あるいは OFCDM 信号のピーク電力を効果的に低減できるため、送信電力増幅器 18 の最大出力を低減でき、電力効率の

改善及び低コスト化を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

OFDMを使用した場合のこの発明による送信装置の実施例を示すブロック図。

【図 2】

図 1 の実施例におけるピーク成分検出部 22 の構成例を示すブロック図。

【図 3】

図 1 の実施例の変形実施例を示すブロック図。

【図 4】

図 1 の送信装置による送信処理手順を示すフロー図。

【図 5】

OFCDMを使用した場合のこの発明による送信装置の実施例を示すブロック図。

【図 6】

図 5 の実施例の変形実施例を示すブロック図。

【図 7】

A は図 1 の実施例における送信シンボルに対するピーク低減効果を示すグラフ、B は図 1 の実施例により送信した場合の受信信号の特性を示すグラフ。

【図 8】

図 1 の実施例による効果を示すグラフ。

【図 9】

従来の OFDM を使用した送信装置を説明するためのブロック図。

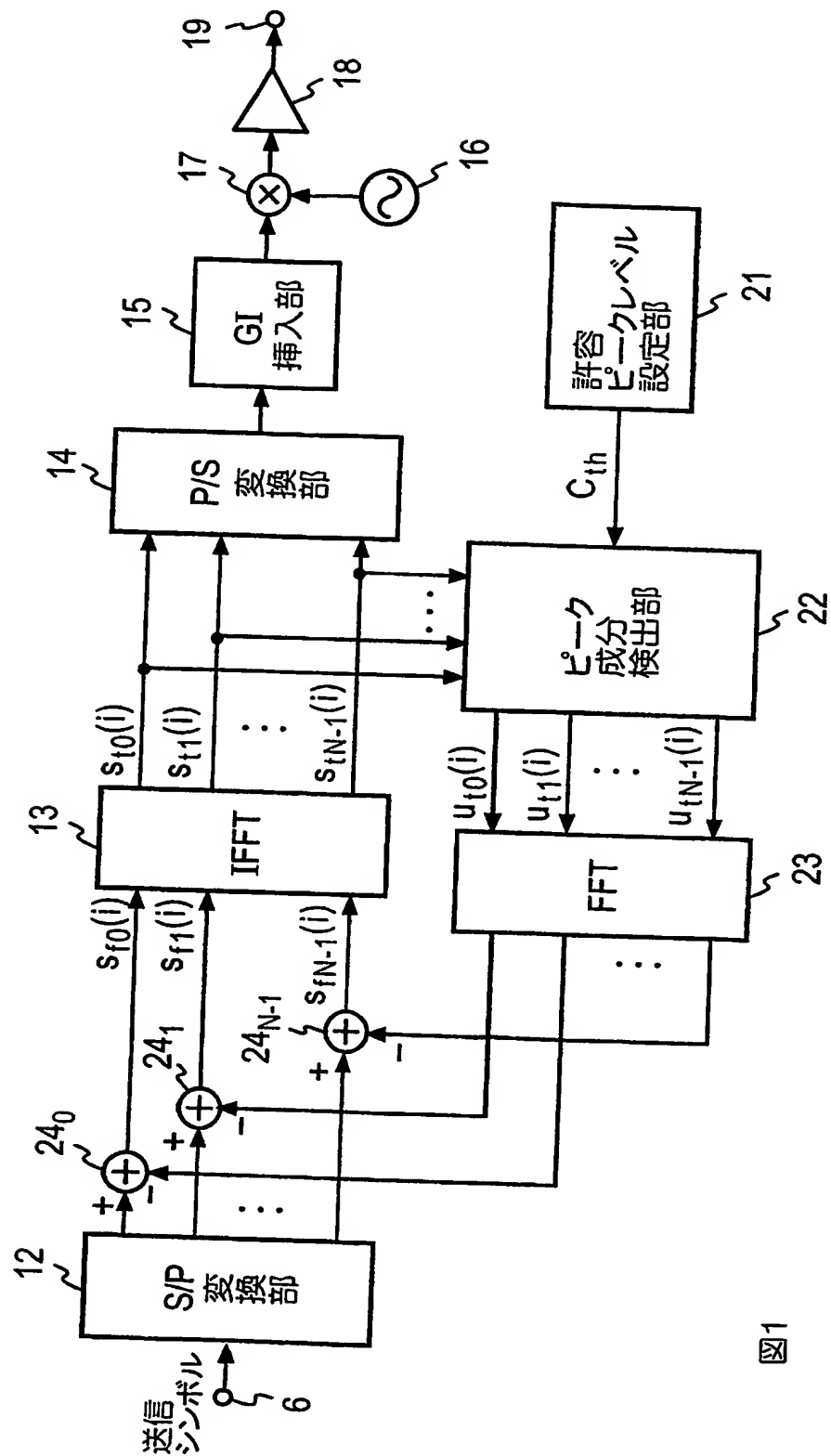
【図 10】

OFDM におけるサブキャリアの帯域を説明するための図。

【書類名】

図面

【図 1】



【図 2】

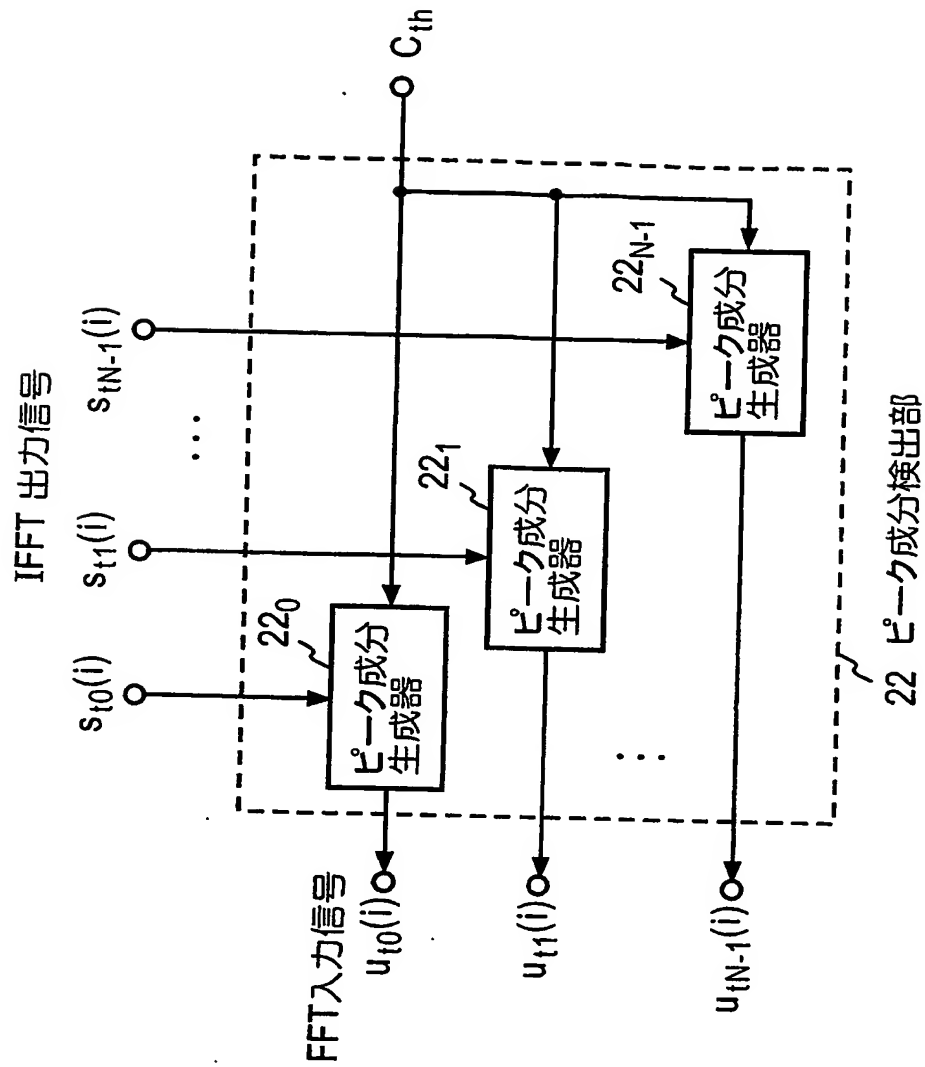


図2

【図 3】

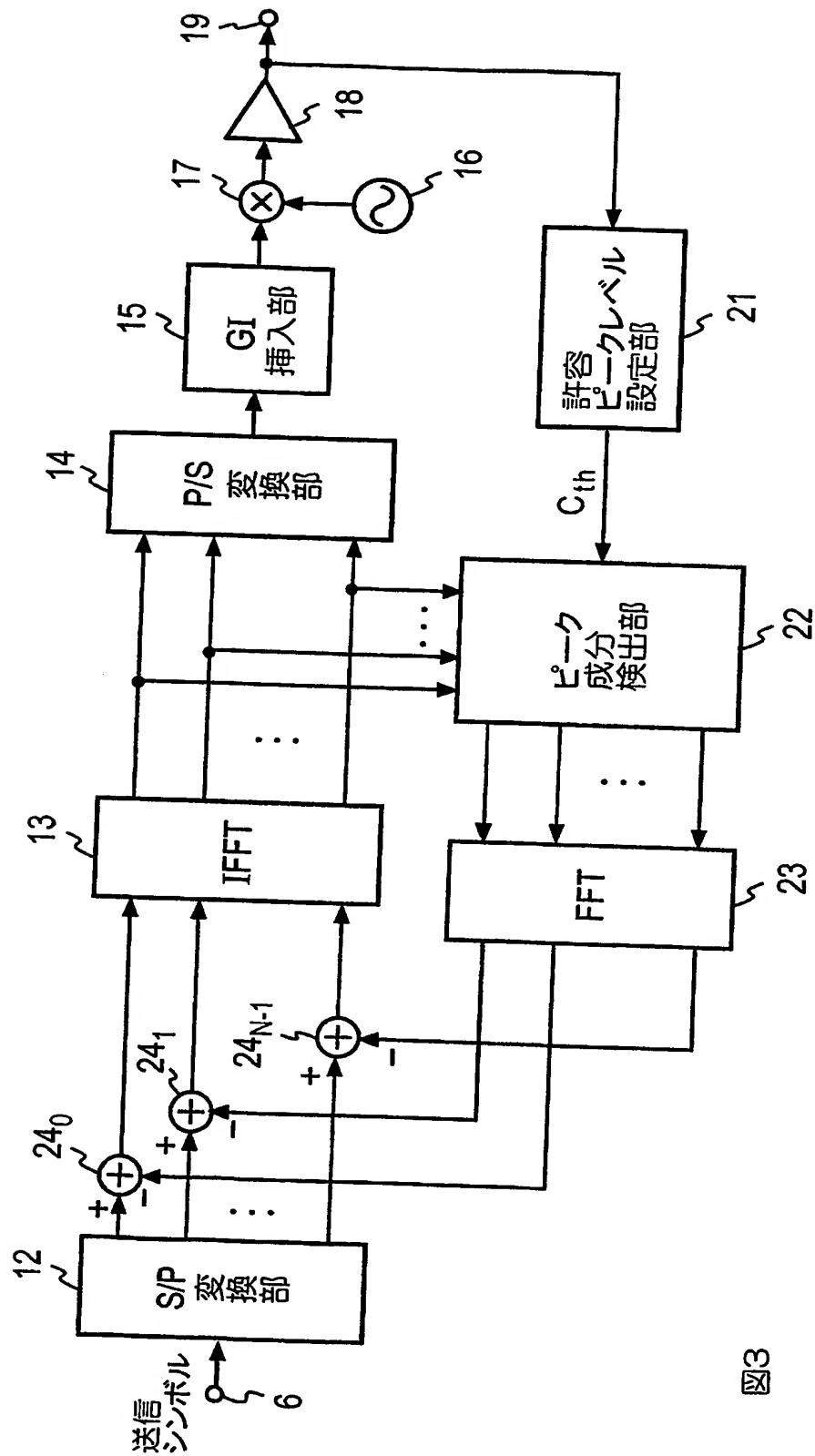


図3

【図 4】

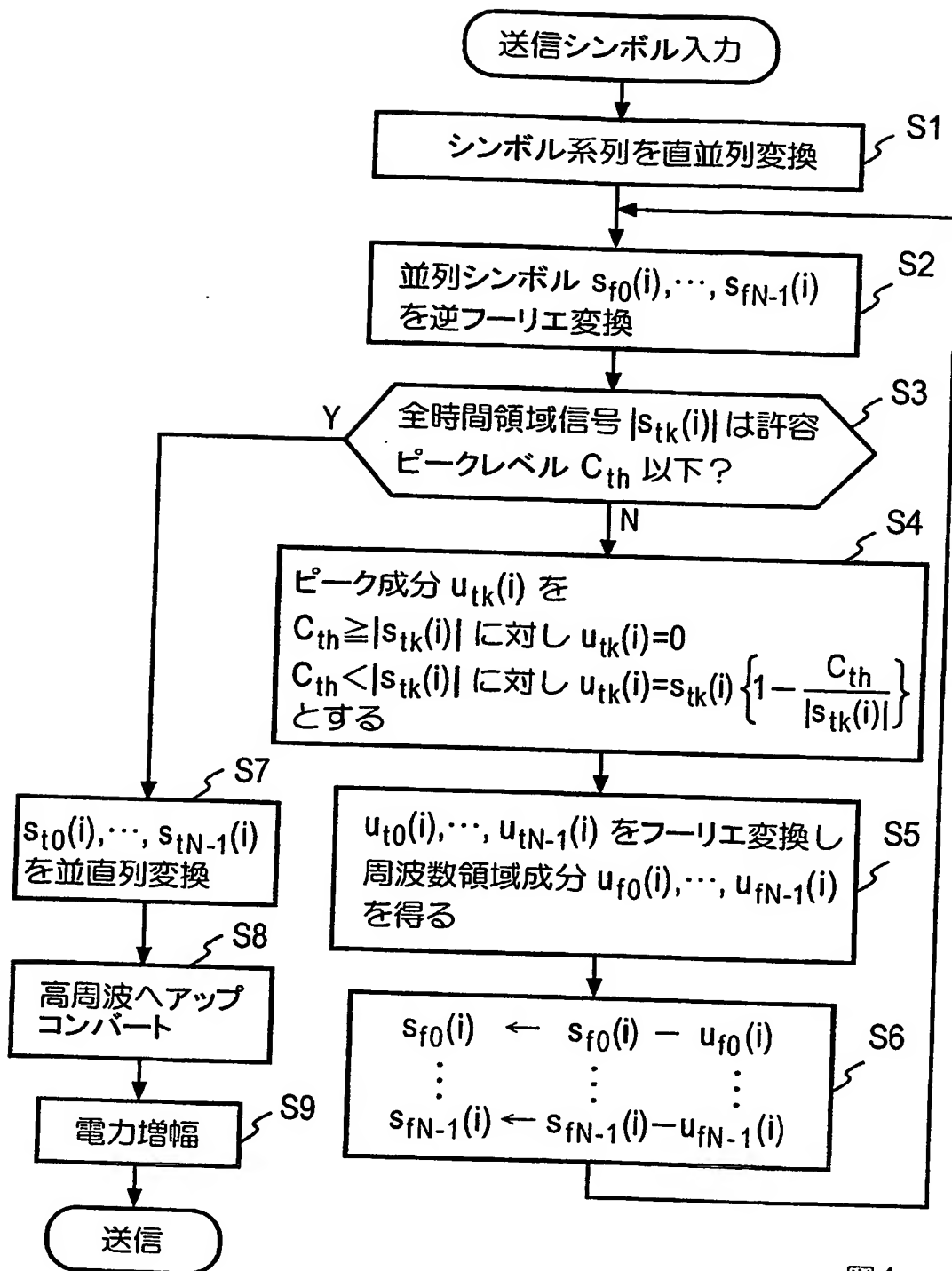


図4

【図 5】

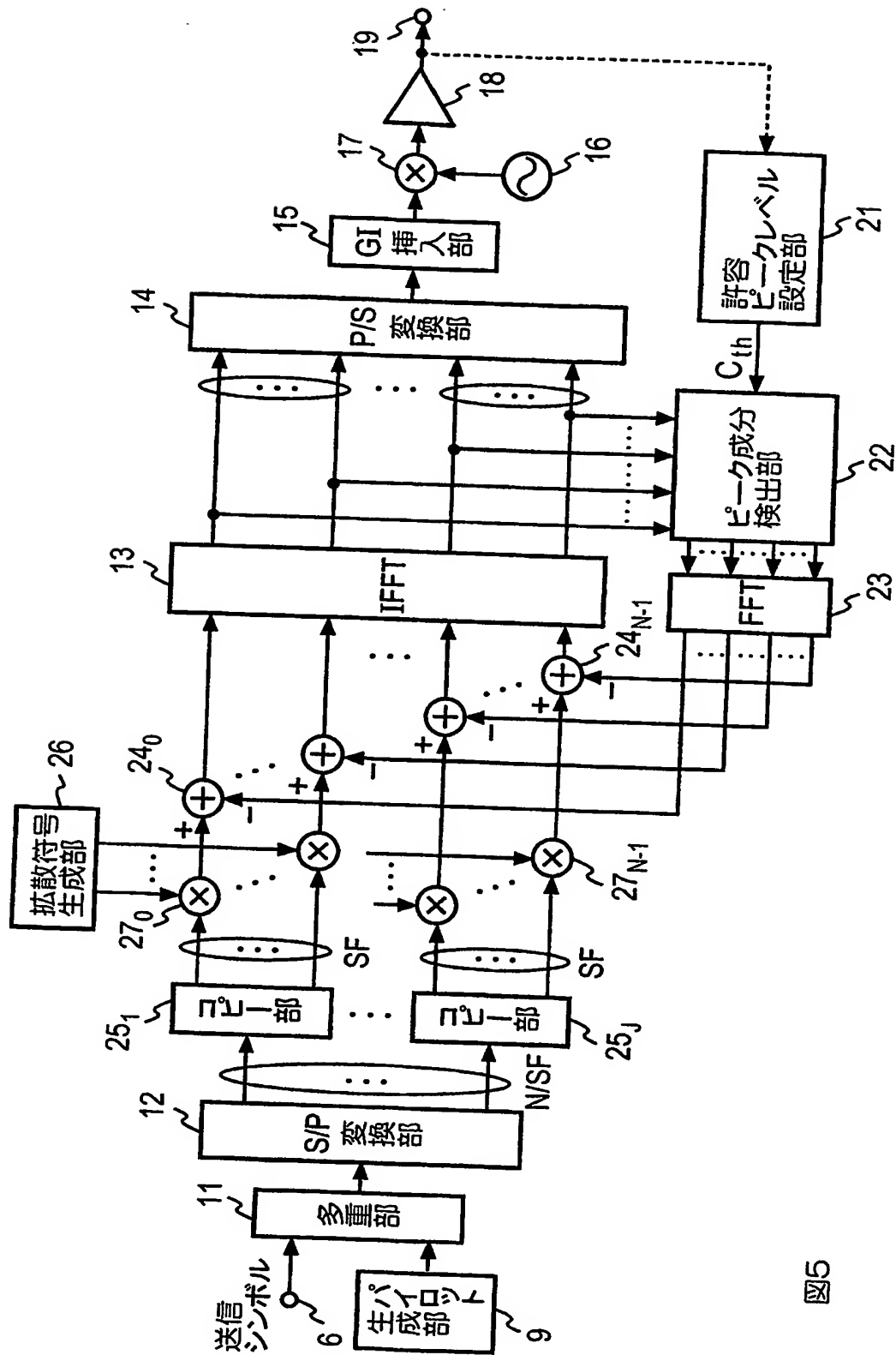
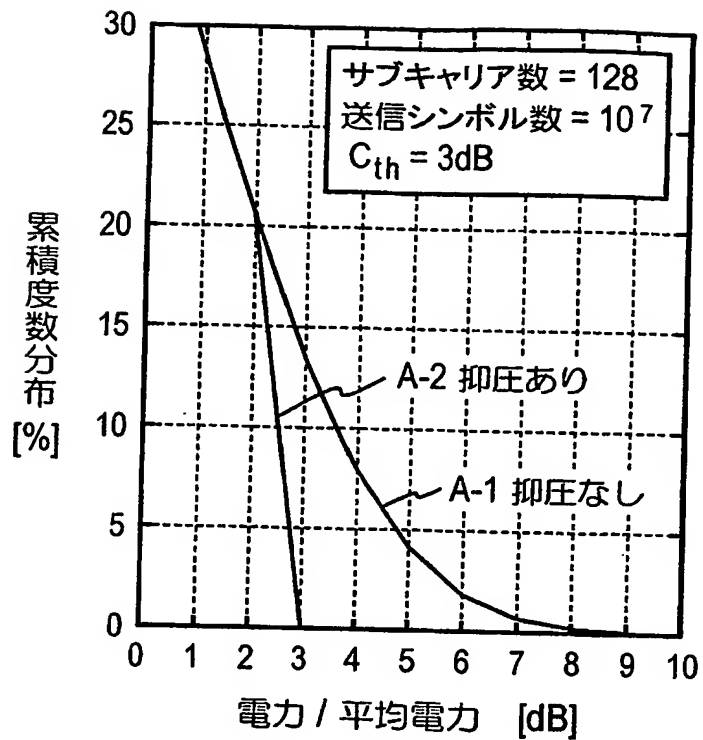


図5

【図 7】

A



B

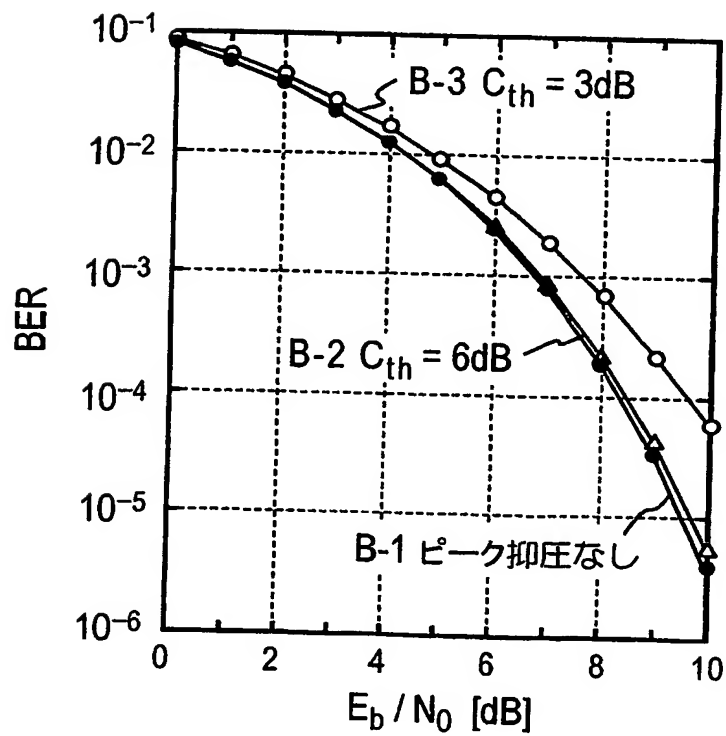


図 7

【図 8】

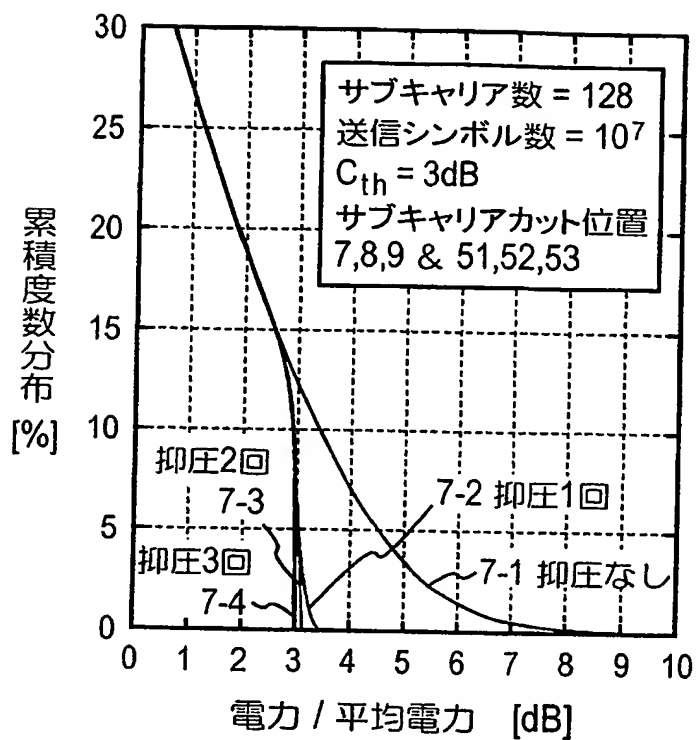


図8

【図 9】

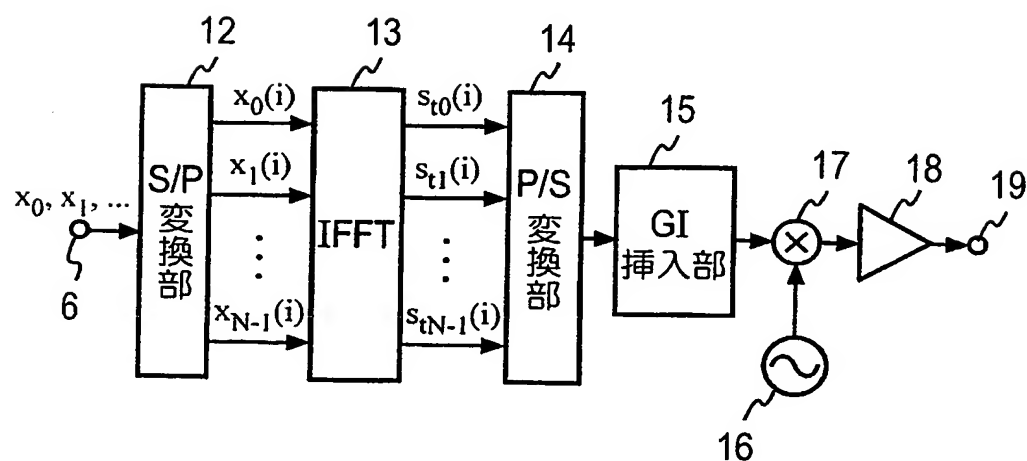


図9

【図 10】

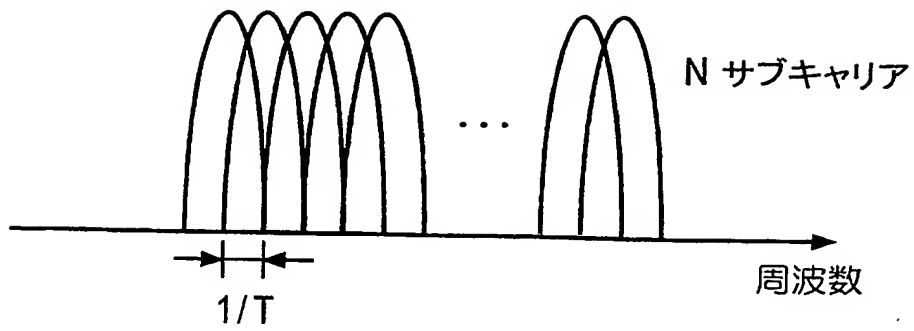


図10

【書類名】 要約書**【要約】**

【課題】 直交周波数マルチキャリア送信においてピーク電力を低減する。

【解決手段】 直並列変換部（12）により直並列変換したシンボルを逆フーリエ変換部（13）によりシンボルレート間隔のサブキャリア信号成分として逆フーリエ変換し、得られた時間領域信号成分のレベルをピーク成分検出部（22）で許容ピークレベル C_{th} と比較してピーク成分を検出し、ピーク成分をフーリエ変換部（23）により周波数領域成分に変換して減算器（240～24 $N-1$ ）により対応するサブキャリア信号成分から減算する。

【選択図】 図1

特願 2002-349917

出願人履歴情報

識別番号

[392026693]

1. 変更年月日
[変更理由]

2000年 5月19日

名称変更

住所変更

住 所
氏 名

東京都千代田区永田町二丁目11番1号
株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ